

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-224522

(43)Date of publication of application : 08.08.2003

(51)Int.Cl.

H04B 10/02
H01S 5/062
H04B 10/04
H04B 10/06
H04B 10/142
H04B 10/152
H04B 10/18

(21)Application number : 2002-022304

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

(22)Date of filing : 30.01.2002

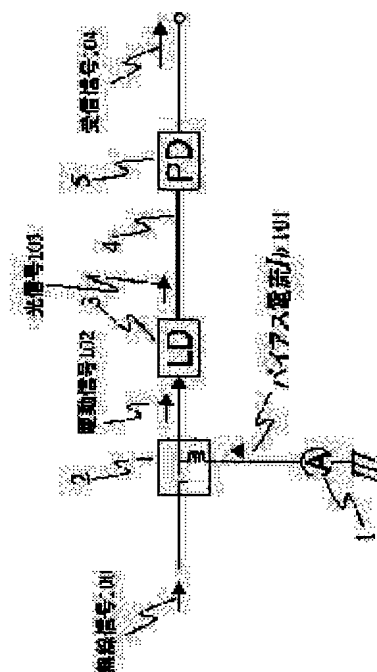
(72)Inventor : SETO ICHIRO
OSHIMA SHIGERU

(54) OPTICAL ANALOG SIGNAL TRANSMITTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an optical analog signal transmitter which is inexpensive, has a simple configuration and has satisfactory distortion characteristics in a high frequency region.

SOLUTION: This optical analog transmitter is provided with an electrical-to-optical transducing means for directly driving a semiconductor laser whose active layer volume is $\leq 100 \mu\text{m}^3$ with a radio signal of 3.0 to 6.0 GHz band and transmits an optical signal outputted from the electrical-to-optical transducing means to an optical fiber. A bias current is caused to flow such that the bias current value I_b of the semiconductor laser becomes $I_b \geq I_{th} + 35 \text{ (mA)}$ with respect to an oscillation threshold current value I_{th} of the semiconductor laser.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.05.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 29.11.2005

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2005-25309

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 28.12.2005

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-224522

(P2003-224522A)

(43) 公開日 平成15年8月8日 (2003.8.8)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)
H 0 4 B 10/02		H 0 1 S 5/062	5 F 0 7 3
H 0 1 S 5/062		H 0 4 B 9/00	M 5 K 0 0 2
H 0 4 B 10/04			L
10/06			
10/142			

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 11 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2002-22304 (P2002-22304)

(22) 出願日 平成14年1月30日 (2002.1.30)

(71) 出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72) 発明者 瀬戸 一郎

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(72) 発明者 大島 茂

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内

(74) 代理人 100081732

弁理士 大胡 典夫 (外2名)

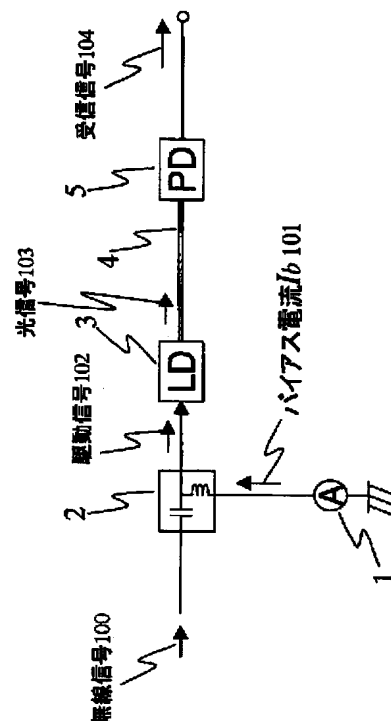
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 光アナログ信号送信装置

(57) 【要約】

【課題】 簡易な構成で廉価であり、しかも高周波域において歪特性の良好な、光アナログ信号送信装置を提供すること。

【解決手段】 活性層体積が $100\mu\text{m}^3$ 以下である半導体レーザを3.0~6.0 GHz帯の無線信号で直接駆動する電気-光変換手段を備え、この電気-光送信手段から出力された光信号を光ファイバに伝送させる光アナログ送信装置であって、前記半導体レーザのバイアス電流値 I_b が、この半導体レーザの発振しきい電流値 I_{th} に対して、 $I_b \geq I_{th} + 35 [\text{mA}]$ となるようにバイアス電流を流すことを特徴とする。



(2)

1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 活性層体積が $100 \mu\text{m}^3$ 以下である半導体レーザを 3.0～6.0 GHz 帯の無線信号で直接駆動する電気-光変換手段を備え、この電気-光送信手段から出力された光信号を光ファイバに伝送させる光アナログ信号送信装置であって、

前記半導体レーザのバイアス電流値 I_b が、この半導体レーザの発振しきい電流値 I_{th} に対して、

$$I_b \geq I_{th} + 35 \text{ [mA]}$$

となるようにバイアス電流を流すことを特徴とする光アナログ信号送信装置。

【請求項 2】 前記半導体レーザが分布帰還型レーザであり、前記バイアス電流値 I_b が、前記発振しきい電流値 I_{th} に対して、

$$35 \text{ [mA]} \leq I_b - I_{th} \leq 96 \text{ [mA]}$$

となるようにバイアス電流を流すことを特徴とする請求項 1 記載の光アナログ信号送信装置。

【請求項 3】 前記半導体レーザがファブリーペロー型レーザであり、前記バイアス電流値 I_b が、前記発振しきい電流値 I_{th} に対して、

$$42 \text{ [mA]} \leq I_b - I_{th} \leq 84 \text{ [mA]}$$

となるようにバイアス電流を流すことを特徴とする請求項 1 記載の光アナログ信号送信装置。

【請求項 4】 前記ファブリーペロー型レーザから出力される光信号の中心波長が、前記光ファイバのゼロ分散波長の $\pm 40\text{nm}$ に含まれることを特徴とする請求項 3 記載の光アナログ信号送信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、3.0～6.0 GHz の高周波域の無線信号を光ファイバに伝送する光アナログ信号送信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 IEEE802.11a や HiSWANa に代表される無線 LAN や DSRC (Dedicated Short Range Communications) 等の 5GHz 帯の無線通信が注目されている。5GHz 帯の無線信号は、携帯電話で使用されている 800 MHz～2.1 GHz 帯と比べて、空間伝播損失が大きく、ピコセル構成がとられる。したがって、インフラとして、多数の基地局を配置する必要がある。

【0003】 そのためには、基地局の小型化が不可欠であり、無線信号を光ファイバに伝送させる光アナログ伝送 (Radio on Fiber (ROF) と呼ばれる) 技術が期待される。

【0004】 この光アナログ伝送技術は、変復調器及びチャンネル制御器等の信号処理部をセンター局に一括收容し、光ファイバで接続したリモート基地局を、主に、光部、アンプ部、アンテナ部のみで構成することを可能とする。そして、光リンクの低損失、広帯域の特徴を活かし、多数のリモート基地局を、屋内、道路沿い、電波

2

不感地帯に配置し、無線サービスエリアの拡大を、低コストに、簡易な構成で、行うことが可能となる。通常、5 GHz 帯の無線信号を電気-光変換するためには、まず、LiNbO₃ 光変調器や EA (Electronic Absorb) 光変調器等の外部光変調器の適用が考えられる。しかしながら、外部光変調器は、送信器の構成が大きくなり、高コストとなるため、ピコセルには適していない。

【0005】 もう一つの電気-光変換方式に、無線信号で直接、半導体レーザを駆動するレーザ直接変調方式がある。従来の光アナログ伝送におけるレーザ直接変調方式は、ITV (Industrial TV) 等の数十 MHz 帯、CATV (Cable TV) 等の数十 MHz～800 MHz 帯や、携帯電話等の 800 MHz～2.1 GHz 帯で使用されてきた。ピコセルの基地局の構成を簡易に低コストに提供するための電気-光変換方式としては、レーザ直接変調方式が有力である。

【0006】 光アナログ伝送においては、半導体レーザの駆動電流に対する光出力の非直線性により生じる 3 次歪と、半導体レーザが発する相対強度雑音 (RIN: Relative Intensity Noise) による雑音特性が、無線信号の伝送品質を決定する重要な要素となる。レーザの変調特性は、バイアス電流と無線信号の光変調度で決定される。但し、無線通信における無線信号は、空間伝搬路等において受信パワーが大きく変動するため、光変調度の設定は困難であり、したがって、バイアス電流値の設定によって、光伝送特性が左右されることになる。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】 ピコセルの基地局に有力である、上述のレーザ直接変調方式は、従来、移動通信の 2.1 GHz 以下である無線信号や CATV 等の数百 MHz 帯映像信号を電気-光変換するために用いられていた。一般的に、半導体レーザは、バイアス電流値 I_b を大きくしていくと、緩和振動周波数が高くなり、変調歪の特性が改善されることが知られている。しかしながら、バイアス電流値 I_b を大きくしていくと、半導体レーザの屈折率導波型ストライプの構造において、空間的なホールバーニングやストライプ端での余剰注入キャリア密度が増加し、また、その影響として、水平横方向のモード変化が生じてくる。そのため、アナログ光伝送では重要なパラメータである 3 次歪が劣化することも知られている。

【0008】 図 12 に、周波数 1 GHz 帯における 2 トーン信号による 3 次変調歪を示す。図 12 は、横軸に、各トーンの光変調度 OMI をとり、縦軸に、バイアス電流値 I_b を 24 mA 及び 46 mA に設定した際の、基本波及び 3 次歪のスペクトルパワー密度を記したものである。2 トーン信号は、1.000 GHz と 1.005 GHz とした。使用した半導体レーザは、分布帰還 (DFB: Distributed Feed-Back) 型レーザであり、発振しきい電流値 I_{th} は、12 mA であった。

【0009】 図 12 から、従来までアナログ光伝送で使用されていた 2.1 GHz 以下の低周波域においては、バイアス電流値 I_b を大きく設定すると、歪特性が劣化するこ

3

とがわかる。DFBレーザを用いた場合においては、3次歪として8 dBの差が測定された。

【0010】また、横軸にバイアス電流値と発振しきい電流値の差 $I_b - I_{th}$ をとり、縦軸に1GHz帯の3次変調歪

(IMD3: 3rd Inter-Modulation Distortion) の特性を図11に示す。図11より明らかなように、バイアス電流を大きくしていくと、1GHz等の2.1GHz以下の低周波域の3次変調歪IMD3は劣化していく。つまり、低周波域(2.1GHz以下)においては、バイアス電流値を大きくすると、緩和振動周波数を高くして変調歪を改善する効果よりも、バイアス電流値を大きくすることによるホールバーニング、余剰キャリア密度の増加、水平横方向のモード変化による変調歪劣化の影響が大きく現れる。従って、従来のアナログ光伝送においては、十分なレーザ発振が得られていれば(目安として、しきい電流値 $I_{th} + 10$ mA程度)、なるべく低いバイアス電流値 I_b を用いて、半導体レーザを駆動していた。

【0011】しかしながら、3.0 ~ 6.0 GHzのような高周波域の無線信号によるレーザ直接変調方式においては、従来の低周波域における光アナログ伝送と異なり、バイアス電流を大きくすることによる変調歪劣化の影響とともに、緩和振動周波数近傍における変調歪の増加の影響を、さらに考慮する必要がある。

【0012】なぜなら、小さいバイアス電流値 I_b による駆動状態においては、半導体レーザの緩和振動周波数が3.0~6.0 GHz近傍となるため、高周波域(3.0~6.0 GHz)の無線信号の変調特性は、低周波域(2.1 GHz以下)の変調特性とは異なることが考えられるからである。つまり、3.0 ~ 6.0 GHz帯のレーザ直接変調方式においては、バイアス電流増加による変調歪劣化に加えて、緩和振動周波数近傍における変調歪劣化の影響が現れ、従来のアナログ光伝送における、十分なレーザ発振が得られて、なるべく低いバイアス電流値 I_b を用いる方式では、良好な変調歪特性が得られない。

【0013】本発明はこのような、従来のレーザ直接変調方式による送信装置の、特に高周波域で用いられる場合の問題点に鑑みてなされたもので、簡易な構成で廉価であり、しかも高周波域において歪特性の良好な、光アナログ信号送信装置を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1によれば、活性層体積が $100 \mu\text{m}^3$ 以下である半導体レーザを3.0 ~ 6.0 GHz帯の無線信号で直接駆動する電気-光変換手段を備え、この電気-光送信手段から出力された光信号を光ファイバに伝送させる光アナログ信号送信装置であって、前記半導体レーザのバイアス電流値 I_b が、この半導体レーザの発振しきい電流値 I_{th} に対して、 $I_b \geq I_{th} + 35$ [mA] となるようにバイアス電流を流すことを特徴とする光アナログ信号送信装置を提供する。

【0015】バイアス電流 I_b を大きく設定することは、

(3)

4

半導体レーザのストライプ構造において、レーザホール、余剰キャリア密度の増加、水平横方向のモード変化による変調歪劣化を生じる。しかし、それらの影響よりも、3.0~6.0 GHz帯においては、緩和振動周波数近傍における変調歪劣化の影響がより大きく、総合的には、 I_b を I_{th} から35 mA以上として、緩和振動周波数を6.0GHzよりも十分に高くとすることで、光アナログ伝送で重要なパラメータである3次歪特性を改善することが可能となる。

【0016】なお、この発明における半導体レーザの活性層体積は $100 \mu\text{m}^3$ 以下とする。半導体レーザの緩和振動周波数 f_r は、以下のような関係がある。

【数1】

$$f_r = b \cdot \sqrt{\frac{I_b - I_{th}}{V}} \quad (1)$$

b は、注入キャリアのライフタイム τ_n と光子のライフタイム τ_{ph} に依存する係数、 V はレーザのストライプ状共振器の活性層体積 $[\mu\text{m}^3]$ である。

【0017】本発明における半導体レーザの活性層体積 V を $V \leq 100 \mu\text{m}^3$ とすることで、緩和振動周波数 f_r を、バイアス電流値 I_b に応じて6.0 GHz以上にすることが可能であり、3.0~6.0 GHz無線信号によるレーザ直接変調においても、変調歪の影響を回避して、高い伝送品質を提供することが可能となる。

【0018】本発明の請求項2によれば、前記半導体レーザが分布帰還型レーザであり、前記バイアス電流値 I_b が、前記発振しきい電流値 I_{th} に対して、 35 [mA] $\leq I_b - I_{th} \leq 96$ [mA] となるようにバイアス電流を流すことを特徴とする請求項1記載の光アナログ信号送信装置を提供する。

【0019】同軸型パッケージタイプの分布帰還型レーザは、一般的に、光出力が数mW程度までの小電力タイプであり、半導体レーザに付加するバイアス電流値 I_b を、発振しきい電流値 I_{th} に対して、 35 [mA] $\leq I_b - I_{th} \leq 96$ [mA] とすることにより、3.0~6.0 GHzに対して、緩和振動周波数近傍による変調歪劣化を十分に抑圧することを可能とする。

【0020】また、本発明の請求項3によれば、前記半導体レーザがファブリーペロー型レーザであり、前記バイアス電流値 I_b が、前記発振しきい電流値 I_{th} に対して、 42 [mA] $\leq I_b - I_{th} \leq 84$ [mA] となるようにバイアス電流を流すことを特徴とする請求項1記載の光アナログ信号送信装置を提供する。

【0021】同軸型パッケージタイプのファブリーペロー型レーザは、一般的に、光出力が数mW程度までの小電力タイプであり、半導体レーザに付加するバイアス電流値 I_b を、発振しきい電流値 I_{th} に対して、 42 [mA] $\leq I_b - I_{th} \leq 84$ [mA] とすることにより、3.0~6.0 GHzに対して、緩和振動周波数近傍による変調歪劣化を十分に

(4)

5

抑圧することを可能とする。

【0022】本発明の請求項4によれば、前記ファブリーペロー型レーザから出力される光信号の中心波長が、前記光ファイバのゼロ分散波長の $\pm 40\text{nm}$ に含まれることを特徴とする請求項3記載の光アナログ信号送信装置を提供する。

【0023】ファブリーペロー型レーザはマルチモード発振であるため、光ファイバからの被分散量に依存してモード分配雑音の影響が現れる。特に、 $3.0\sim 6.0\text{GHz}$ 帯の無線信号による直接変調方式においては、 2.1GHz 以下の低周波帯無線信号による直接変調方式に比べて雑音レベルの増加が著しい。しかし、本発明によれば、FPレーザの波長を光ファイバのゼロ分散波長 $\pm 40\text{nm}$ とすることで、数 km の光ファイバ伝送において、被分散量を約 3.5ps/nm 以下に抑えて、モード分配雑音の顕在化を低減することが可能となる。

【0024】

【発明の実施の形態】図面を用いて本発明の実施形態を説明する。

【0025】第1の実施形態を図1に示す。 $3.0\sim 6.0\text{GHz}$ の中心周波数を有する無線信号100と電流源1からのバイアス電流101をバイアス電流2により加算し、駆動信号102を得る。駆動信号102を、半導体レーザ3に注入し、半導体レーザ3を直接駆動する。

【0026】半導体レーザ3から出力された光信号103は、光ファイバ4を介して、フォトデテクター5で受信され、受信信号104を得る。半導体レーザ3の発振するためのしきい電流値を I_{th} とし、バイアス電流101の値を I_b とすると、 $I_b \geq I_{th} + 35\text{mA}$ となるようにバイアス電流値を設定する。

【0027】半導体レーザ3には、ファブリーペロー型(FP)レーザ6か同軸型パッケージの分布帰還型(DB)レーザ7を用いる。使用したFPレーザ6とDFBレーザ7のバイアス電流対光出力特性例を図3(a)(b)に示す。FPレーザ6の発振しきい電流値 I_{th} は 7mA であり、DFBレーザの発振しきい電流値 I_{th} は 12mA であった。同図において、横軸に周波数をまた縦軸に相対強度雑音(RIN)を取っている。RIN値が劣化しているピークが、半導体レーザの緩和振動周波数 f_r に相当するので、バイアス電流値 I_b を変化させたときの緩和振動周波数 f_r も図示されている。

【0028】図3(a)(b)に示す特性から、FPレーザ6及びDFBレーザ7、両者において、バイアス電流 I_b 101の値が大きくなるにつれて、緩和振動周波数 f_r も高くなっていることがわかる。図3(a)より、FPレーザ6では、バイアス電流値 $I_b = 20, 34, 46, 60\text{mA}$ に対して緩和振動周波数 $f_r = 3.5, 5.2, 6.0, 6.9\text{GHz}$ であった。また、図3(b)から、DFBレーザ7では、バイアス電流値 $I_b = 24, 36, 45, 56\text{mA}$ において、緩和振動周波数 $f_r = 5.0, 6.4, 8.2, 8.8\text{GHz}$ であった。

6

【0029】バイアス電流値101の値 I_b に応じて、高周波域 $3.0\sim 6.0\text{GHz}$ 近傍に緩和振動周波数 f_r が存在するため、この帯域の変調歪特性は、バイアス電流101に対する依存性が強いことになる。また、緩和振動周波数 f_r は、バイアス電流101によって、 $6\sim 8\text{GHz}$ 以上に設定することができ、 6GHz 以下であれば、緩和振動周波数 f_r による変調歪付加の影響を、充分回避することが可能である。

【0030】このように構成された光アナログ送信装置において、3次変調歪の特性を示すために、無線信号100の代わりに、周波数 5.8GHz 帯における2トーン信号を用いて、光リンクの3次歪特性を示す。図4は、横軸に、各トーンの光変調度OMI(Optical Modulation Index)を取り、縦軸に、バイアス電流値 $I_b = 24\text{mA}$ 、 46mA と設定した際の、基本波及び3次歪のスペクトルパワー密度を記したものである。2トーン信号を、 5.800GHz と 5.805GHz とし、半導体レーザ3として、図12の3次歪特性測定で使用した分布帰還(DFB: Distributed Feed-Back)型レーザ7を用いた(発振しきい電流値 $I_{th} = 12\text{mA}$)。

【0031】図4から、 5.8GHz 帯においては、バイアス電流値 I_b を 47mA と大きく設定した場合のIMD3特性が、バイアス電流値 $I_b = 24\text{mA}$ のIMD3特性に比べて改善されていることがわかる。このDFBレーザ7では、IMD3特性として、バイアス電流値 I_b を大きく設定することで、 6dB 改善された。

【0032】また、図5に、 $I_b = 47\text{mA}$ におけるDFBレーザ7の直接変調方式と、LiNbO3を用いたMZ(マッハエンダー)型光外部変調器を用いた方式におけるIMD3特性を示す。図5から明らかなように、 5.8GHz と高周波域によるレーザ直接変調方式において、バイアス電流値 I_b を最適に設定することで、外部光変調器と同等以上の歪特性を提供することが可能になる。

【0033】この結果から、 $3.0\sim 6.0\text{GHz}$ のような緩和振動周波数と重なる帯域においては、バイアス電流101を抑えて、ホールバーニングや余剰注入キャリア密度が増加することによる変調歪の劣化よりも、緩和振動周波数帯域による変調歪劣化の影響が大きいことがわかる。従って、ホールバーニングや余剰注入キャリア密度による変調歪劣化を考慮するよりも、バイアス電流101は大きくして、緩和振動周波数近傍における変調歪劣化を考慮することが重要となる。

【0034】さらに、この光アナログ伝送システムにおいて、2トーン信号の光変調度を 15% /トーンとして、バイアス電流101に対する3次変調歪(IMD3)特性の測定を行った。その結果を図6に示す。図6において、横軸は、バイアス電流値と発振しきい電流値の差 $I_b - I_{th} [\text{mA}]$ を取り、縦軸は、3次変調歪の相対利得を取った。縦軸において、IMD3特性が改善されると+、IMD3特性が劣化すると-の値を取るようになる。

(5)

7

【0035】図6に示した特性から、DFBレーザ7の場合には、 $I_b - I_{th}$ を大きくしていくと、 $I_b - I_{th}$ が35 mAになるまで3次変調歪が改善されていき、 $I_b - I_{th} \geq 35$ mAで3次歪特性が安定していることが理解される。一方、FPレーザ6においては、緩和振動周波数 f_r が、DFBレーザより低いため、 $I_b - I_{th}$ が小さい値から35 mA程度までは、3次変調歪特性が劣化するが、35 mA以上では、 $I_b - I_{th}$ が増加するにつれて3次変調歪が改善されていくことがわかる。

【0036】緩和振動周波数 f_r の近傍における3.0~6.0 GHzの無線信号に対して、変調歪の劣化を抑えるための、バイアス電流101の値 I_b の目安としては、FPレーザ6、DFBレーザ7とも、 $I_b - I_{th} \geq 35$ mAが良い。バイアス電流を大きくしていくと、半導体レーザ3自体の発熱により電流-光出力特性で非線形性が大きくなり、3次歪特性も劣化すると考えられている。

【0037】しかしながら、この電流-光出力特性は、バイアス電流に対する静的な特性であり、交流的に半導体レーザ3を駆動している無線信号100に対しては、発熱による非線形性の影響は大きく現れない。バイアス電流 I_b 101をどんどん大きくしていくと、ホールバーニング、余剰注入キャリア、モード変化の影響により、再び3次歪特性が劣化することになる。従って、3次歪として安定した特性が得られるバイアス電流101の範囲は、図6より、DFBレーザ7において $35 \text{ [mA]} \leq I_b - I_{th} \leq 96 \text{ [mA]}$ 、FPレーザ6において $42 \text{ [mA]} \leq I_b - I_{th} \leq 84 \text{ [mA]}$ となる。 I_{th} を基準に範囲を指定すると、DFBレーザ7では $4 \times I_{th} \leq I_b \leq 9 \times I_{th}$ 、FPレーザ6では $7 \times I_{th} \leq I_b \leq 13 \times I_{th}$ となる。

【0038】この歪特性が安定している範囲において、バイアス電流101が大きい方がより3次歪特性は良好であるが、バイアス電流101が大きいと、その大きさに応じて、半導体レーザ3の経年劣化は早くなる。従って、光アナログ伝送システムの故障率等の信頼性を考慮すると、バイアス電流101は低めが好ましい。つまり、半導体レーザ101の3次歪特性と信頼性はトレードオフの関係にあることから、適用するシステムの仕様*

$$J_{th} = \frac{d}{\beta \cdot \Gamma_v} \cdot (\alpha \cdot fc + \frac{\ln(R)}{L}) + d \cdot J_0 = d \cdot \left\{ \frac{1}{\beta \cdot \Gamma_v} \cdot (\alpha \cdot fc + \frac{\ln(R)}{L}) + J_0 \right\} \quad (3)$$

と、活性層厚 d に比例する。但し、 β は定数(1.3 μm 帯InGaAsPレーザにおいて、 $1.7 \times 10^{-2} \text{ cm} \cdot \mu\text{m/A}$)、 Γ_v は光閉じ込め係数(およそ1)、 $\alpha \cdot fc$ は、自由キャリア吸収損失(20 cm^{-1})、 R はエネルギー反射率(32~99%)、 J_0 は電流密度(1.3 μm 帯InGaAsPレーザにおいて、1900 $\text{A/cm}^2/\mu\text{m}$)である。(2)式、(3)式より、発振しきい電流値 I_{th} は、

$$I_{th} = d \cdot \left\{ \frac{1}{\beta \cdot \Gamma_v} \cdot (\alpha \cdot fc + \frac{\ln(R)}{L}) + J_0 \right\} \cdot S \cdot L \\ = d \cdot S \cdot L \cdot a = V \cdot a \quad (4)$$

と表せる。 a は係数であり、 V は活性層体積(μm^3)に相当する。以上から、緩和振動周波数 f_r は、発振しきい電流値 I_{th} 、バイアス電流値 I_b 、活性層体積 V から、以下のよ

8

*に合わせて、両特性を考慮したバイアス電流101の設定が必要となる。

【0039】また、 $I_b - I_{th} \geq 35$ mAの関係になるようにバイアス電流101を設定した際には、緩和振動周波数帯近傍による変調歪の影響を抑えるとともに、RIN特性も改善できることが図3から理解される。これは、緩和振動周波数近傍では、レーザチップ内で共振が起きているため雑音特性が劣化しているからである。従って、3.0 ~ 6.0 GHzのような高周波域で変調するためには、 I_b を大きくして、緩和振動周波数が少なくとも6 GHz以上であることが望ましい。受信側において提供可能な最大CNR値を、図3で求めたRIN値から数値計算した。計算結果を図7に示す。信号帯域は1.0 MHzとし、光変調度OMIは0.10、PD (Photo-Detector) 入力パワーは0 dBmとした。RIN特性から、バイアス電流値 I_b に応じて、最大CNR値として4~13 dBの改善が得られることがわかる。

【0040】半導体レーザのパッケージがバタフライ型においても、 $I_b - I_{th} \geq 35$ mAとバイアス電流101を設定することで、3.0~6.0 GHz帯の変調歪特性を改善することが可能である。バタフライ型パッケージにおいては、ペルチェクーラが内蔵されているため、冷却効果が得られ、バイアス電流値 I_b を大きく設定した場合においても、信頼性を確保することが可能である。

【0041】ここで、本発明が適用される半導体レーザ3の活性層体積が $100 \mu\text{m}^3$ 、の条件について説明する。

【0042】InGaAsP等の $1 \mu\text{m}$ 超の長波長帯半導体レーザにおいて、屈折率導波型ストライプ構造での緩和振動周波数 f_r がどのように決定されるかを示す。まず、発振しきい電流値 I_{th} は、活性層厚 d [μm]に比例したしきい電流密度 J_{th} [kA/cm^2]、活性層のストライプ幅 S [μm]、活性層の共振器長 L [μm]を用いて、 $I_{th} = J_{th} \cdot S \cdot L$ (2)

と記述される。さらに、しきい電流密度 J_{th} は、
【数2】

【数3】

うに表せる。

【数4】

(6)

$$\begin{aligned}
 f_r &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{1}{\tau_n \cdot \tau_{ph}} \right)^{1/2} \cdot \left\{ \frac{I_p + I_b}{I_{th}} - 1 \right\}^{1/2} \\
 &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{1}{\tau_n \cdot \tau_{ph}} \right)^{1/2} \cdot \left\{ \frac{I_b - I_{th}}{I_{th}} \right\}^{1/2} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{1}{\tau_n \cdot \tau_{ph}} \right)^{1/2} \cdot \left\{ \frac{I_b - I_{th}}{V \cdot a} \right\}^{1/2} \quad (5) \\
 &= b \cdot \sqrt{\frac{I_b - I_{th}}{V}}
 \end{aligned}$$

但し、 τ_n は注入キャリアのライフタイム（典型値として 2.5×10^{-9} sec）、 τ_{ph} は光子のライフタイム（典型値として 1.8×10^{-12} sec）、 I_p は変調パルス電流値、 I_b はバイアス電流値であり、 b は、 τ_n 、 τ_{ph} 、(4)式中の係数 a をまとめた係数である。アナログ変調時は、緩和振動周波数 f_r は、パルス電流値 I_p はバイアス電流値 I_b より小さく、 $I_p + I_b \approx I_b$ として近似した。

【0043】以上から、半導体レーザ3の緩和振動周波数 f_r [GHz]は、バイアス電流値 I_b と発振しきい電流値 I_{th} の差、 $I_b - I_{th}$ [mA]、が大きくなればなるほど高くなり、また、半導体レーザ3の活性層体積 V [μm^3]が小さいほど高くなる。図13に、活性層体積 V をパラメータにとり、 $I_b - I_{th}$ に対する緩和振動周波数 f_r [GHz]を示す。レーザ直接変調に用いられる半導体レーザの標準的活性層体積 V は、 d ($0.1 \mu m$) \times S ($2.0 \mu m$) \times L ($300 \mu m$) = $60 [\mu m^3]$ を基準に、活性層体積 $V = 60 [\mu m^3]$ 、 $100 [\mu m^3]$ 、 $120 [\mu m^3]$ に対する緩和振動周波数 f_r を示す。図13からわかるように、 $I_b - I_{th} = 35$ mA以上において、緩和振動周波数 f_r が、無線信号の周波数帯6.0 GHz以上となるには、活性層体積 V は、 $100 \mu m^3$ 以下であることが求められる。従って、活性層体積 $V \leq 100 \mu m^3$ とすることで、また、半導体レーザの固体差に応じて $I_b - I_{th}$ を選定することなく $I_b - I_{th} \geq 35$ mAと設定して、3.0~6.0 GHz帯の無線信号に対し、緩和振動周波数 f_r による変調歪劣化の影響を与えずに良好な伝送品質を提供することが可能となる。

【0044】本発明の第2の実施形態を、図8に示す。図8においては、上述の第1の実施形態における無線信号100として、HiSWANaに準拠した5.2 GHzのOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号105を用いている。半導体レーザ3として、FPレーザ6を使用し、バイアス電流101と共に、OFDM信号105で、FPレーザ6を直接駆動している。FPレーザ6から出力される光信号103の中心波長は $1.31 \mu m$ である。光変調度OMIは、受信信号104に含まれるOFDM信号105の平均パワーとDCパワーの比で定義して、5.9%に設定した。

【0045】伝送路である光ファイバ4の長さは3 kmとし、通常分散ファイバSMF ($1.31 \mu m$ における分散値 $D \approx 0.0$ ps/nm/km)、分散シフトファイバDSF ($1.31 \mu m$ における分散値 $D \approx -17.0$ ps/nm/km)を用いて、case A (SMF 3km, $D \approx 0.0$ ps/nm)、case B (SMF 2 km + DSF 1km, $D \approx -17.0$ ps/nm)、case C (SMF 1 km + DSF 2 km, $D \approx -34.0$ ps/nm)の光伝送路を設定し、光

10

信号103の光ファイバ4からの被分散量を調整した。OFDM信号105の光ファイバ3における伝送品質は、隣接チャンネルへの漏洩電力比 (ACLR: Adjacent Channel Leakage power Ratio) 仕様で評価した。このACLRは、OFDM信号105の中心における ± 9 MHz帯域の平均パワーに対して、隣接チャンネルである中心周波数から ± 20 MHz離調した ± 9 MHz帯域のパワー比であり、(財)テレコムエンジニアリング 無線設備の特性試験方法その10 (2001年6月)において、 $ACLR \leq -25$ dBであることと仕様が決まっている。モード分配雑音の影響は、雑音レベルの増加として現れ、このACLR特性が劣化する。FPレーザ6の直接変調方式における、5 GHz帯変調特性に対する比較のため、周波数変換を施し、変調周波数を200 MHzとしたOFDM信号105においても、同様の光伝送を行った。

【0046】本発明のこの実施形態において、FPレーザ6のバイアス電流 I_b は、しきい電流 I_b (7 mA) に対し46 mAと設定して、図6及び図3に示したような、良好な歪特性及び雑音特性を提供している。しかしながら、FPレーザ6は、DFBレーザ7と異なりマルチモード発振であるため、FPレーザ特有のモード分配雑音の影響が現れることが知られている。FPレーザ6は、平均光出力は一定であっても、各発振モードのパワーは変動しているモード分配という現象が起きている。

【0047】モード分配雑音とは、光ファイバ4を介したフォトデテクター5の出力において、光信号103のモード分配が、光ファイバ4からの被分散量により顕在化し、雑音レベルが上昇することであり、受信信号104のACLR特性を劣化させる。

【0048】図9に、case A ($D \approx 0$ ps/nm)とcase B ($D \approx -17$ ps/nm)におけるOFDM信号105の受信スペクトルを示す。図9から、雑音レベルに明らかな差があり、被分散量に依存して、ACLR特性が著しく劣化することがわかる。

【0049】図10に、各変調周波数5.2 GHz、1.9 GHz、200 MHzに対する、BTB、case A、B、CにおけるACLR特性を示す。図10から、BTBとcase A ($D \approx 0$ ps/nm)のACLR特性は大きな劣化はなく、変調周波数帯に対しても顕著な差は現れないことがわかる。しかしながら、被分散量が大きいcase B ($D \approx -17$ ps/nm)及びcase C ($D \approx -34$ ps/nm)においては、ACLR特性が著しく劣化していることがわかる。特に、5 GHz帯におけるACLRの劣化量は、低周波である200 MHz帯、1.9 GHz帯よりも大きく現れており、ACLR仕様を満足しておらず、モード分配雑

(7)

11

音の影響が、変調周波数が高くなるにつれて、大きく発生することがわかる。つまり、FPレーザ直接変調方式においては、駆動信号が3.0 ~ 6.0 GHzのような高周波数域の場合、光ファイバ分散によりモード分配雑音の影響が顕著に現れる。但し、光ファイバ4に通常分散ファイバを用い、被分散量がほとんど0.0 ps/nmとなる波長1.31 μ mを用いることで、FPレーザに6おいても、3.0 ~ 6.0 GHzのような高周波域の無線信号に対する光伝送リンクを提供することが可能である。光信号103の中心波長の目安としては、光ファイバ4のゼロ分散波長に対して ± 40 nm以内とする。光ファイバ4の分散スロープは、一般的に、0.007~0.085 ps/nm²/kmである。従って、 ± 40 nmでは、最悪のファイバ分散値として、 $0.085 \times 40 = 3.4$ ps/nm/kmであり、モード分配雑音の影響が現れることを充分抑えられる分散量である。

【0050】勿論、光ファイバ4が分散シフトファイバで構成されている場合には、FPレーザ6の波長を1.55 μ m帯とすることが必要となる。また、3.0~6.0 GHz帯の高周波域の無線信号100に対する双方向光伝送において、上りリンクまたは下りリンクにおいて、ゼロ分散波長帯の波長が使用できない場合等は、ゼロ分散ではない波長帯の光源3には、DFBレーザを用いて、モード分配雑音の発生を回避すること等も重要である。

【0051】以上、本発明を実施形態に基づいて具体的に説明したが、以上のような傾向は、半導体レーザ全般に共通して測定される特徴である。本発明は、前述の実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲において、種々変更し得ることは勿論である。

【0052】本出願の発明者は、バイアス電流Ibを大きく設定することは、半導体レーザのストライプ構造において、レーザホール、余剰キャリア密度の増加、水平横方向のモード変化による変調歪劣化を生じることにはなるが、それらの影響よりも、3.0~6.0 GHz帯においては、緩和振動周波数近傍における変調歪劣化の影響がより大きいことを見出した。

【0053】本発明の請求項1によれば、高周波域の伝送品質を重視し、バイアス電流値Ibを、発振しきい電流値Ithに対して、 $Ib - Ith \geq 35$ mAと設定することで、光アナログ伝送で重要なパラメータである3次歪特性を改善し、外部光変調器と同等の歪特性を提供することを可能とする。

【0054】また、ファブリーペロー型レーザの3.0~6.0 GHz帯の無線信号による直接変調方式においては、2.0 GHz以下の低周波帯無線信号による直接変調方式に比べて、モード分配雑音の影響が大きい。本発明の請求項4によれば、FPレーザの波長を光ファイバのゼロ分散波長 ± 40 nmとすることで、数kmの光ファイバ伝送において、被分散量を3.5 ps/nm以下とし、モード分配雑音の顕在化を抑圧することが可能となる。

12

【0055】

【発明の効果】以上述べたように本発明によれば、簡易な構成で、廉価であり、しかも3.0~6.0 GHz帯の無線信号に対して歪特性の良好な光アナログ信号送信装置を得られる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態の光アナログ送信装置の構成例を示す図。

【図2】DFBレーザとFPレーザの電気-光出力特性を示す図。

【図3】DFBレーザとFPレーザのバイアス電流に対するRIN特性を示す図。

【図4】本発明の第1の実施形態で、高周波域によるDFBレーザ直接変調において、駆動するバイアス電流に対する2トーン信号入力によるIMD3特性を示す図。

【図5】本発明の第1の実施形態におけるDFBレーザと外部光変調器において、高周波域(5.8 GHz帯)のIMD3特性を比較した図。

【図6】本発明の第1の実施形態において、DFBレーザとFPレーザのバイアス電流に対する高周波域のIMD3特性を示す図。

【図7】本発明の第1の実施形態において、DFBレーザとFPレーザの高周波域におけるCNR値特性を示す図。

【図8】本発明の第2の実施形態の構成例を示す図。

【図9】本発明の第2の実施形態において、5.2 GHz帯OFDM信号の光ファイバ分散に対する受信スペクトルを示す図。

【図10】本発明の第2の実施形態において、OFDM信号の光ファイバ分散に対するACLR特性を示す図。

【図11】低周波域におけるバイアス電流Ibに対するIMD3特性を示す図。

【図12】低周波域によるDFBレーザ直接変調において、バイアス電流に対する、2トーン信号入力によるIMD3特性を示す図。

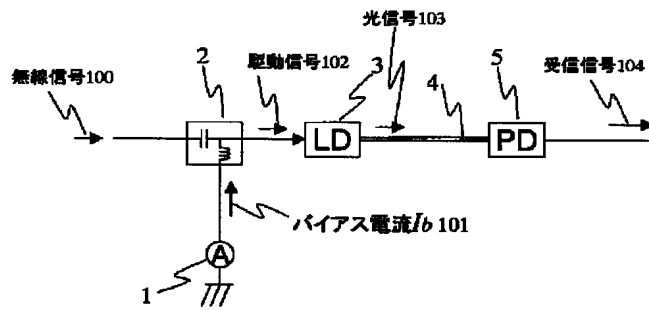
【図13】本発明における、半導体レーザの活性層体積に対する緩和振動周波数を示す図。

【符号の説明】

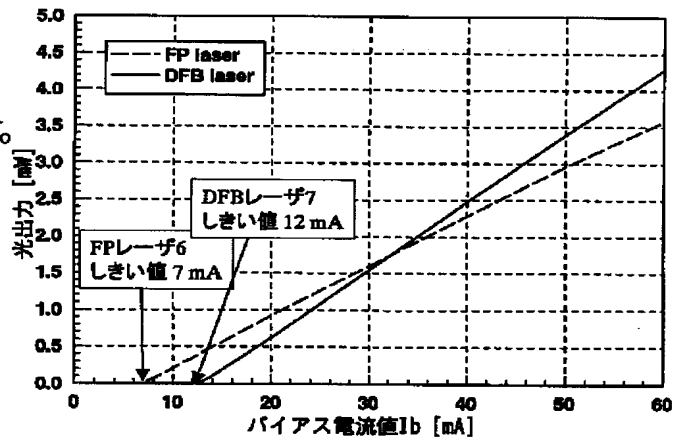
- 1 電流源
- 2 バイアスディ
- 3 半導体レーザ
- 4 光ファイバ
- 5 フォトデテクター
- 6 ファブリーペロー型レーザ
- 100 無線信号
- 101 バイアス電流
- 102 駆動信号
- 103 光信号
- 104 受信信号

(8)

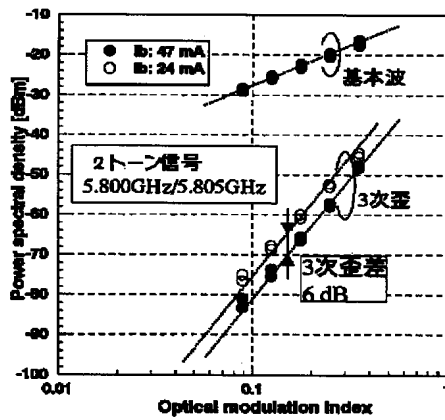
【図1】



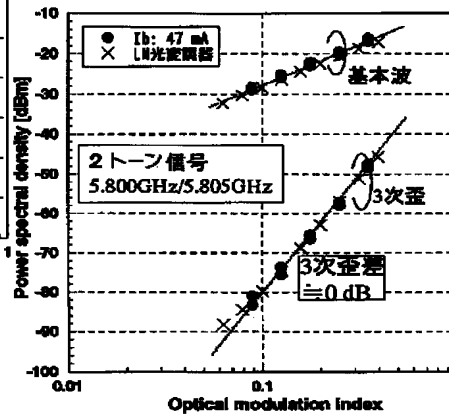
【図2】



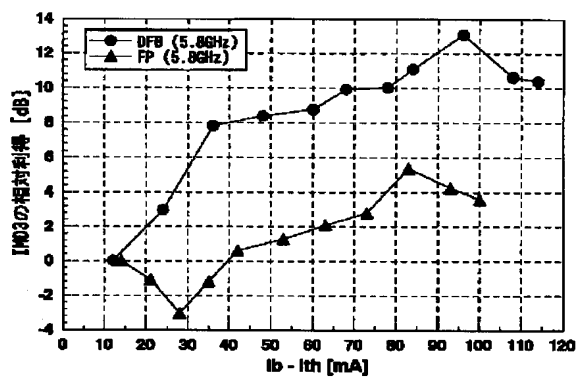
【図4】



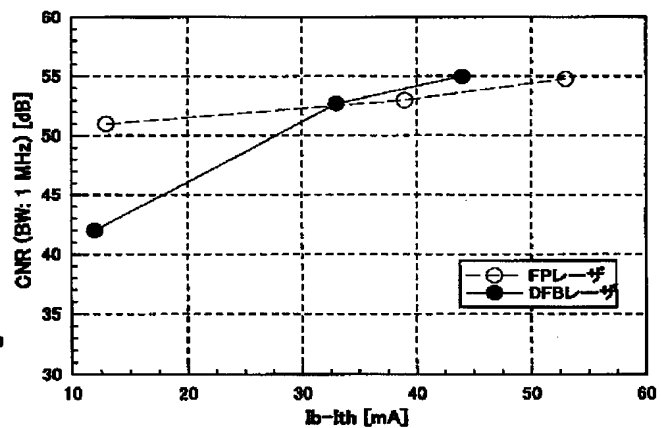
【図5】



【図6】

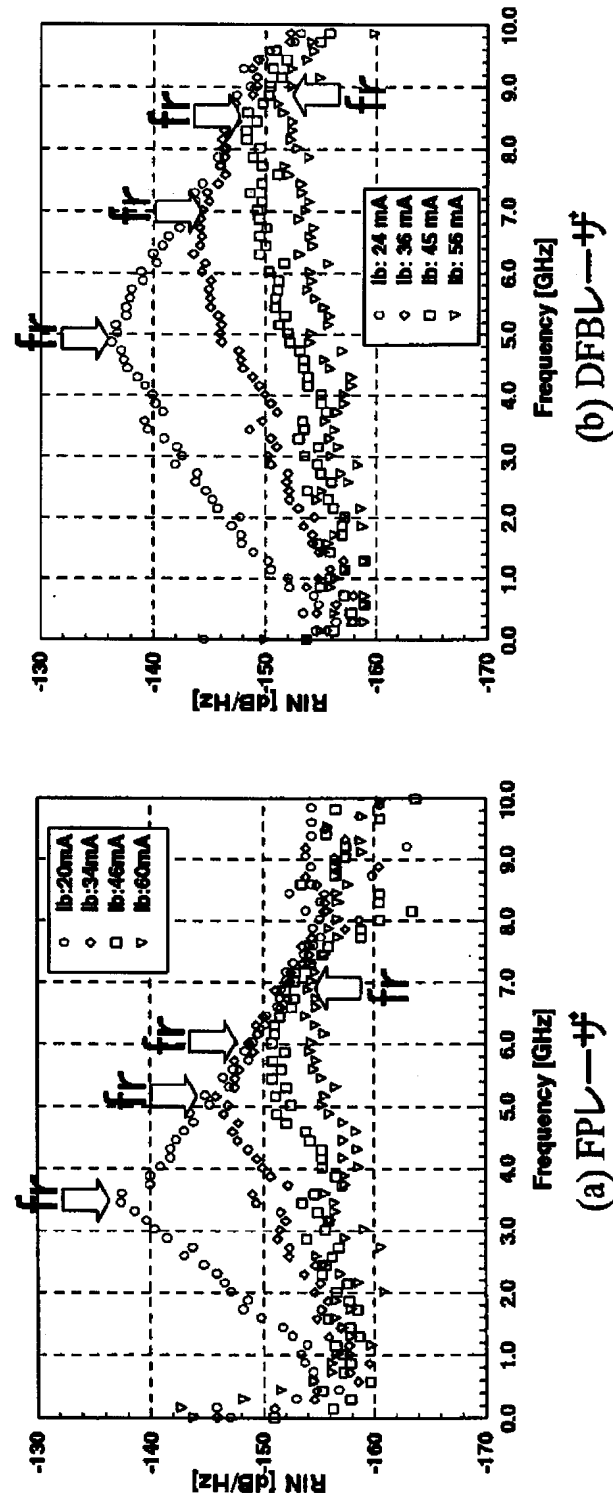


【図7】



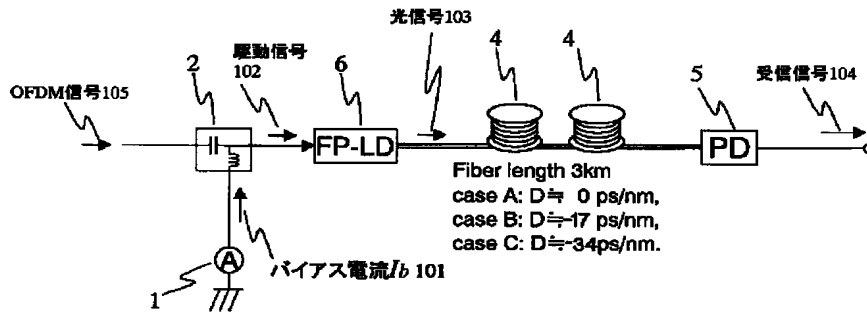
(9)

【図3】

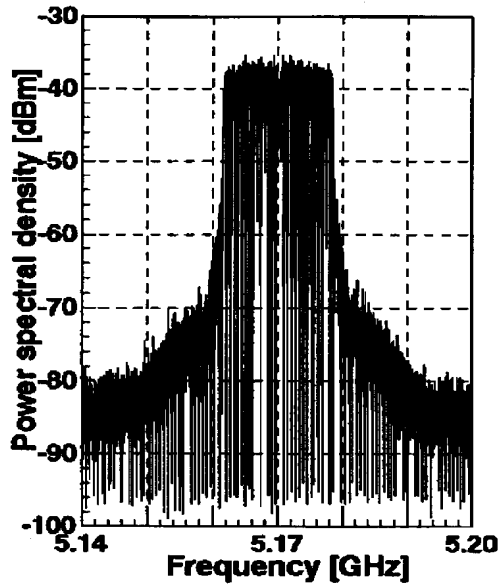
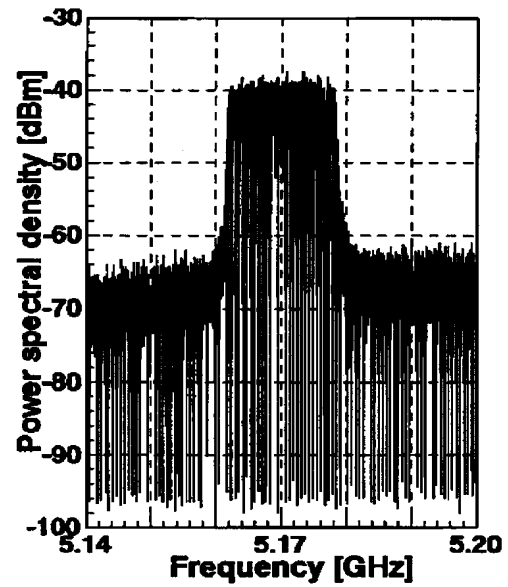


(10)

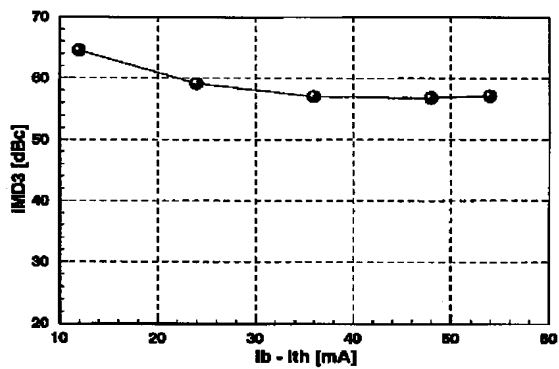
【図8】



【図9】

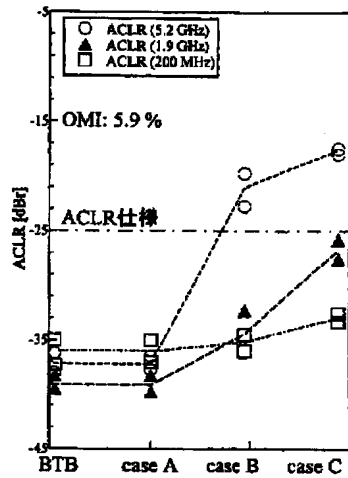
(a) case A ($D \approx 0$ ps/nm)(b) case B ($D \approx -17$ ps/nm)

【図11】

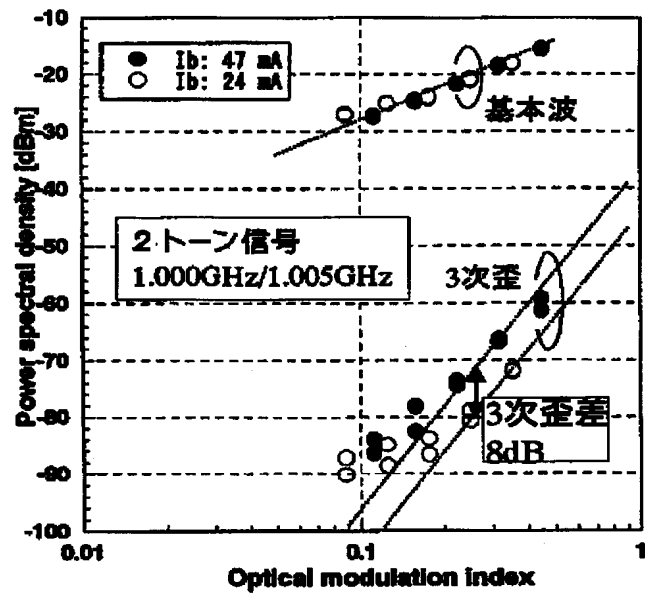


(11)

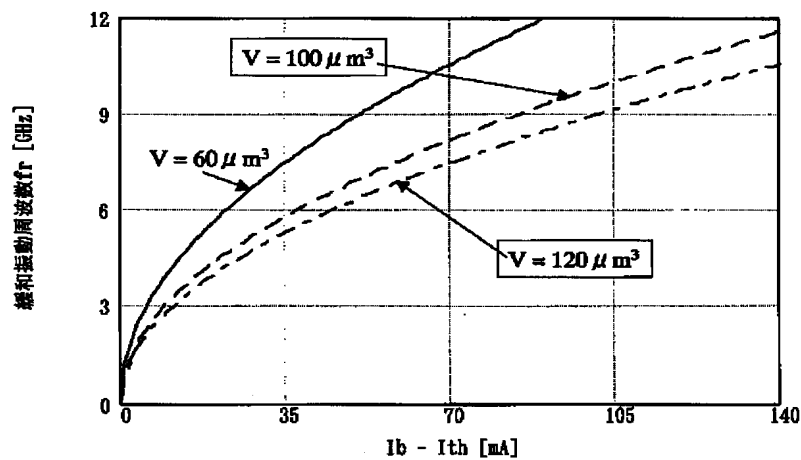
【図10】



【図12】



【図13】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. 7

識別記号

F I

テーマコード (参考)

H 0 4 B 10/152

10/18

Fターム (参考) 5F073 BA01 EA13 EA14

5K002 AA01 BA13 CA01 CA14 DA02

FA01